

數位控制升壓型功因校正轉換器之分析與設計

*陳信助

**楊松霈

***鄭永昇

*崑山科技大學電機工程系 副教授
**崑山科技大學電機工程系 助理教授
***崑山科技大學電機工程系 研究生

摘要

本文以升壓型轉換器為 AC-DC 功因校正整流器的基本架構，使用數位信號處理器 dsPIC30F4011 為控制核心，應用主動式功因校正技術的平均電流控制法，提高功率因數，減少輸入電流諧波，以符合國際電流諧波規範 IEC 61000-3-2 Class D。平均電流控制法包含達到高功因性能的內迴路電流控制及穩壓性能的外迴路電壓控制。一般高功因轉換器的電壓迴路系統通常有低頻寬限制，以避免影響功因性能，所以輸出電壓對負載變動的響應較慢。本文額外加入負載電流注入法，改善負載變動的輸出電壓暫態響應。轉換器分析、系統建模與控制器設計均詳細探討，最後研製一組 450 W 數位控制升壓型功因校正轉換器，實驗結果驗證轉換器的高功因性能，同時在輸入電壓振幅變動及負載變動時，輸出電壓具有良好的穩壓性能。

關鍵字：升壓型功因校正轉換器、平均電流控制法、數位信號處理器、負載電流注入法。

壹、前言

傳統 AC-DC 整流器利用橋式整流器及濾波電容將交流電壓整流成直流電壓及降低輸出電壓漣波，在此電路中，只有當輸入電壓大於輸出電壓才有輸入電流流動，因此產生脈衝電流(pulsating current)，造成低功率因數及嚴重的電流諧波，因此功率因數校正(power factor correction, PFC)電路技術應運而生。

理想的 AC-DC 轉換器具有兩種特性：從市電端看入必須具備高功因的特性；從負載端看入要有穩壓的性能。功因校正是為了提升電源的利用率及減少電流諧波產生，以符合國際電流諧波規範，例如：IEC61000-3-2，因此主動式功因校正技術成為電力電子領域中重要的研究主題。

依電感電流操作模式的不同，主動式功因校正電路可分為連續導通模式(CCM)和不連續導通模式(DCM)。有些轉換器操作在 DCM 模式[1]，例如：flyback, sepic, boost 轉換器，它們不需要電流控制，平均輸入電流自然會追隨輸入電壓波形，達到高功因特性，因此只需要輸出電壓回授控制，即可達成理想的 AC-DC 轉換器，稱為電壓隨耦法。但是 DCM 操作會導致開關元件承受較大的電流應力，因此只適合低功率應用。

主動式功因校正電路操作在 CCM 模式時，電路本身不具有天生的功因校正能力，因此需要控制輸入電流，使輸入電流追隨輸入電壓的波形及相位，以達到高功因。常見控制方法：平均電流控制法，峰值電流控制法，磁滯電流控制法，臨界導通控制法[2-5]。

利用平均電流控制法的 PFC 轉換器，為了要衰減二次諧波信號(120 Hz)，輸出電壓控制系統的頻寬大約 10~20 Hz [6]，因此對於負載變動的輸出電壓暫態響應較遲緩。此問題的解決方法，例如漣波補償法[7]，設計陷波濾波器[8,9]；這些方法將控制信號的二次諧波大小降低，使得電壓迴路的增益交越頻率提高，因此電壓的動態響應能變快。然而上述技術的缺點是需要複雜的控制電路，且需額外的乘/除法器及數位電路等。[10]提出負載電流注入控制法(load-current injection control method)，使負載電流成為回授控制的參數，負載變動時，能有效改善輸出電壓暫態響應及穩壓性能。

應用數位信號處理器實現數位控制高功因轉換器，已經有許多參考文獻[11-13]，其中[11]使用 TI 之數位信號處理器 TMS320LF2407，以平均電流控制法為基礎，設計數位電流控制器及電壓控制器，實現高功因升壓型轉換器。

本文使用數位信號處理器 dsPIC30F4011 為基礎，採用平均電流控制法與負載電流注入控制法，實現數位控制之高功因升壓型 AC-DC 轉換器系統架構如圖 1，系統包含：(1)內迴路電流控制，為了使輸入電流追隨輸入電壓，達到高功因性能；(2)外迴路電壓控制，為了當輸入電壓振幅變動及負載變動時，整流器都能具有良好的輸出穩壓性能；(3)負載電流注入控制，將負載電流的狀態納入回授控制，以改善輸出電壓的暫態響應。

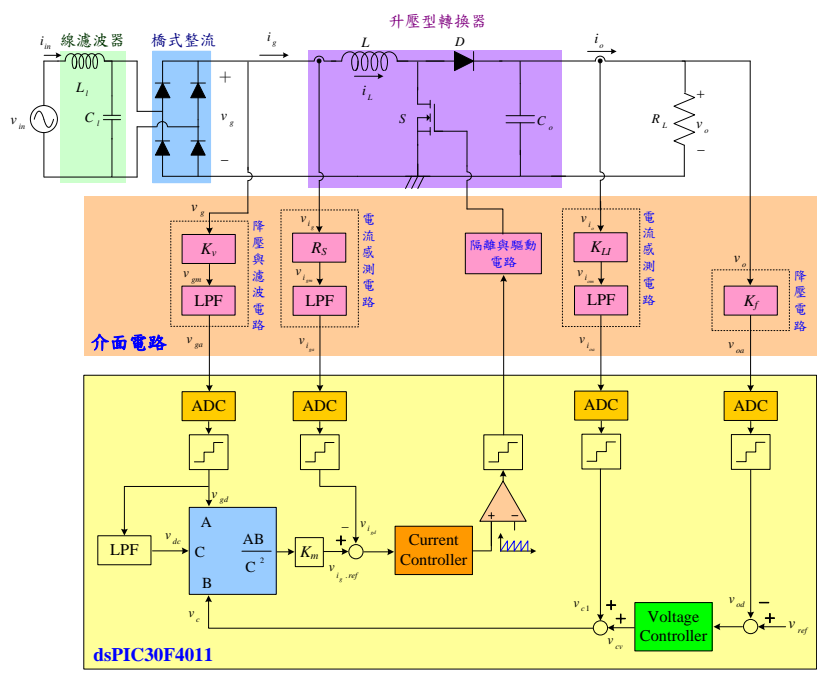


圖 1 數位控制升壓型轉換器系統架構

貳、高功因升壓型轉換器分析與建模

以平均電流控制法為基礎之高功因升壓型轉換器的類比系統方塊圖如圖 2，為了設計內迴路電流控制器及外迴路電壓控制器，以達到高功因及輸出穩壓性能，因此必須對升壓型轉換器做分析，並且對受控系統建模，以得到數學模式，作為控制器設計基礎。

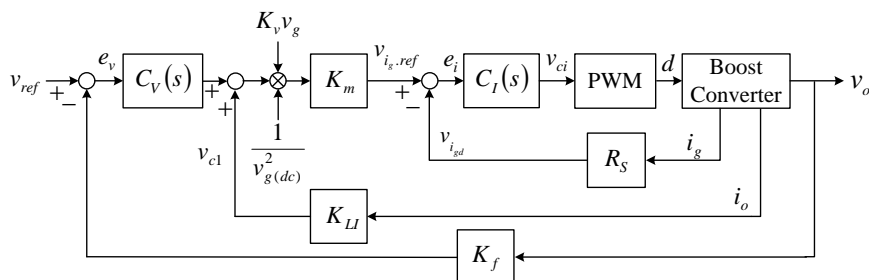


圖 2 高功因升壓型轉換器之控制系統方塊圖

2-1 升壓型轉換器分析

高功因升壓型轉換器如圖 3，電壓源 $v_g(t) = v_m |\sin(\omega t)|$ 是經過橋式整流之全波波形，週期為 $T_{2L} = \pi/\omega$ ，稱之為半線電壓週期。穩態分析之前，作以下假設：(1) 切換週期 T_s ， d 為開關導通比(duty ratio)；(2) 電路操作在連續導通模式(CCM)；(3) 輸出電容夠大，使得輸出電壓可視為固定值 V_o 。

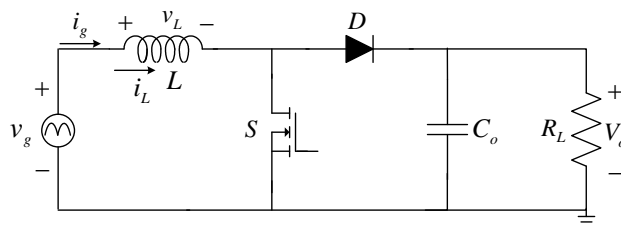


圖 3 升壓型轉換器

當開關 S：ON，二極體逆向偏壓，電流流經電源、電感與開關 S，電感電壓為 $v_L = v_g(t)$ 。當開關 S：OFF，電感電流方向無法瞬間改變，二極體導通，則 $v_L = v_g(t) - V_o$ 。在穩態操作下，利用伏秒平衡定理(principle of volt-second balance)，所以

$$v_g(t)d(t) + (v_g(t) - V_o)(1 - d(t)) = 0 \quad (1)$$

整理可得

$$V_o = \frac{1}{1 - d(t)} v_g(t) \quad (2)$$

因為 $0 < d(t) < 1$ ，由(2)式可知，輸出電壓 V_o 恆大於輸入電壓 $v_g(t)$ 。穩態時，輸入電壓與導通比的變化關係如圖 4。

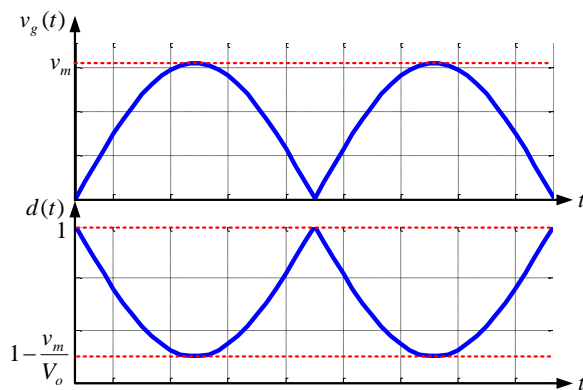


圖 4 輸入電壓與導通比變化關係圖

2-2 內迴路電流控制系統之受控體建模

首先，定義移動平均(moving average)：對任意函數 $h(t)$ ，取週期 T 的移動平均為

$$\bar{h}(t) = \langle h(t) \rangle_T = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t h(\tau) d\tau \quad (3)$$

由定義可知，移動平均為在一週期內，波形與時間軸 t 所圍成的面積再除以週期。

內迴路電流控制的目的是讓平均輸入電流追隨輸入電壓波形，以達到高功因。由圖 2，回授輸入電流的感測電壓 $v_{i_{gd}}$ 與參考電壓 $v_{i_g.ref}$ 比較，得到誤差信號 e_i ，再經由電流控制器 $C_I(s)$ 與 PWM 調變器產生導通比 d 的驅動信號，以控制開關的 ON 及 OFF，使平均輸入電流追隨輸入電壓波形。當電流控制器 $C_I(s)$ 設計得宜，使 $e_i = 0$ ，則

$$v_{i_g.ref}(t) = R_S \bar{i}_g(t) \quad (4)$$

其中參考電壓 $v_{i_g.ref}$ 與輸入電壓 v_g 同相位且成比例。

為了設計電流控制器，必須建立受控體數學模式。本文將利用狀態空間平均法 (state-space averaging method) 對升壓型轉換器作交流小信號分析，推導出受控體的轉移函數，以作為 $C_I(s)$ 設計之基礎。

數學模式分析之前，先作以下假設：由於切換週期 T_s 遠小於半線電壓週期 T_{2L} ，所以在 T_s 中，可將平均輸入電壓 $\langle v_g \rangle_{T_s}$ 視為定值。小信號分析可分為下列步驟：

1、電路狀態方程式：升壓型轉換器如圖 3，若開關 S :ON，則二極體 D :OFF，可得狀態方程式

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_g(t) \quad (5)$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = -\frac{v_{C_o}(t)}{R_L} \quad (6)$$

若開關 S :OFF，則二極體 D :ON，可得狀態方程式為

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_g(t) - v_{C_o}(t) \quad (7)$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_{C_o}(t)}{R_L} \quad (8)$$

2、取切換週期 T_s 之移動平均：利用狀態空間平均法，對狀態方程式採取切換週期 T_s 之移動平均，可得

$$L \frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle v_g(t) \rangle_{T_s} - (1-d(t)) \langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s} \quad (9)$$

$$C_o \frac{d\langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s}}{R_L} + (1-d(t)) \langle i_L(t) \rangle_{T_s} \quad (10)$$

(9)式和(10)式為非線性方程式，接著將對這兩式作線性化。

3、線性化：對電感電流 $\langle i_L \rangle_{T_s}$ 、輸入電壓 $\langle v_g \rangle_{T_s}$ 、電容電壓 $\langle v_{C_o} \rangle_{T_s}$ 、導通比 d ，在其直流工作點 $Q_1(I_L, V_g, V_{C_o}, D)$ 引入小信號擾動，分別表示為

$$\begin{aligned} \langle i_L(t) \rangle_{T_s} &= I_L + \tilde{i}_L(t), \quad I_L \gg |\tilde{i}_L(t)|; & \langle v_g(t) \rangle_{T_s} &= V_g + \tilde{v}_g(t), \quad V_g \gg |\tilde{v}_g(t)| \\ \langle v_{C_o}(t) \rangle_{T_s} &= V_{C_o} + \tilde{v}_{C_o}(t), \quad V_{C_o} \gg |\tilde{v}_{C_o}(t)|; & \langle d(t) \rangle_{T_s} &= D + \tilde{d}(t), \quad D \gg |\tilde{d}(t)| \end{aligned} \quad (11)$$

將(11)式代入(9)式和(10)式，並忽略直流項及交流乘積項，整理可得線性方程式

$$\frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = -\frac{(1-D)}{L} \tilde{v}_{C_o}(t) + \frac{1}{L} \tilde{v}_g(t) + \frac{V_{C_o}}{L} \tilde{d}(t) \quad (12)$$

$$\frac{d\tilde{v}_{C_o}(t)}{dt} = -\frac{1}{R_L C_o} \tilde{v}_{C_o}(t) + \frac{(1-D)}{C_o} \tilde{i}_L(t) - \frac{I_L}{C_o} \tilde{d}(t) \quad (13)$$

4、求出轉移函數：求出輸出信號 $\tilde{i}_L(t)$ 對控制信號導通比 $\tilde{d}(t)$ 的轉移函數為

$$\left. \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} \right|_{\tilde{v}_g=0} = \frac{\frac{V_{C_o}}{L} s + \left(\frac{V_{C_o}}{LC_o R_L} + \frac{(1-D)I_L}{LC_o} \right)}{s^2 + \frac{1}{R_L C_o} s + \frac{(1-D)^2}{LC_o}} := G_{id}(s) \quad (14)$$

圖5為高功因升壓型轉換器之內迴路電流控制方塊圖。

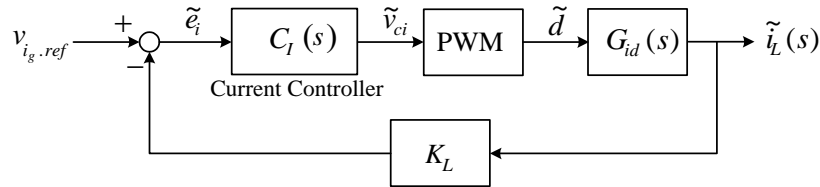


圖 5 內迴路電流控制系統方塊圖

2-3 外迴路電壓控制系統之受控體建模

假設內迴路電流控制器 $C_I(s)$ 設計適當，使得平均輸入電流追隨輸入電壓波形，接著將利用平均功率法[14,15]，對外迴路電壓控制系統之受控體建模，求出轉移函數，作為電壓控制器設計之基礎，以達到輸出電壓的穩壓性能。

圖 2 的功因校正轉換器系統控制方塊圖中，「乘法器」的輸出側為參考電壓信號 $v_{i_g.ref}$ ，而其輸入信號包含：(1) $K_v v_g$ 是輸入電流要追隨的參考波形信號；(2) v_{cv} 可調整輸入電流大小，進而調整輸出功率的控制信號。基本上 v_{cv} 為變化緩慢的直流信號，以避免影響功因校正的性能；(3) $1/v_{g(dc)}^2$ 是除以輸入電壓平均值的平方作為前饋控制(feedforward control)，可降低輸出電壓受輸入電壓振幅變動的影響。由圖 2 可得

$$v_{i_g.ref}(t) = \frac{K_m K_v v_{cv} v_g(t)}{v_{g(dc)}^2} \quad (15)$$

當 $\bar{i}_g(t)$ ($\bar{i}_g = \langle i_g \rangle_{T_s} = \bar{i}_L$) 已經追隨 $v_g(t)$ 波形，則 $R_S \bar{i}_g(t) = v_{i_g.ref}(t)$ ， $\bar{i}_g(t)$ 可表示為

$$\bar{i}_g(t) = \frac{K_m K_v v_{cv} v_g(t)}{R_S v_{g(dc)}^2} \quad (16)$$

假設轉換器的轉換效率為 100 %，即 $\langle P_{in}(t) \rangle_{T_{2L}} = \langle P_o(t) \rangle_{T_{2L}}$ ，而平均輸入功率為

$$\langle P_{in}(t) \rangle_{T_{2L}} = \langle v_g(t) \bar{i}_g(t) \rangle_{T_{2L}} = \frac{K_m K_v v_{cv} v_g^2(rms)(t)}{R_S v_g^2(dc)} = \frac{\pi^2 K_m K_v v_{cv}}{8R_S} \quad (17)$$

其中 $v_g(t)$ 的均方根值 $v_{g(rms)}$ 與平均值 $v_{g(dc)}$ 的比值為 $\pi/2\sqrt{2}$ 。再者，平均輸出功率為

$$\langle P_o(t) \rangle_{T_{2L}} = \langle v_o(t) i_o(t) \rangle_{T_{2L}} = v_o \langle i_o(t) \rangle_{T_{2L}} = \frac{v_o^2}{R_L} \quad (18)$$

其中 v_o 趨近於直流可視為常數。因此

$$\frac{\pi^2 K_m K_v v_{cv}}{8R_S} = \frac{v_o^2}{R_L} \quad (19)$$

由(19)式可知：使用前饋控制方法，可使輸出電壓 v_o 與輸入線電壓均方根值無關，可降低輸出電壓受輸入電壓振幅變動的影響。

根據理想高功因轉換器的 LFR(loss-free resistor)模式觀念[15,16]，轉換器的輸入側可以等效成一個不消耗能量之仿效電阻(emulated resistor) R_e 。假設功率開關與二極體是理想元件，沒有功率損耗，則由 R_e 吸收的輸入功率將完全轉移到輸出側，此轉換的功率視 R_e 而定，並以一個相依功率源 \blacktriangleleft 表示。平均輸入電流 $\bar{i}_g(t)$ 可表示為

$$\bar{i}_g(t) = \frac{K_m K_v v_{cv} v_g(t)}{R_S v_g^2(dc)} = \frac{v_g(t)}{R_e} \quad (20)$$

其中 R_e 定義為

$$R_e = \frac{R_S v_g^2(dc)}{K_m K_v v_{cv}} \quad (21)$$

因此高功因升壓型轉換器可用 LFR 模式的觀念表示成如圖 6。對半線電壓週期 T_{2L} 的移動平均觀點而言，控制信號 v_{cv} 與輸入電壓平均值 $v_{g(dc)}$ 的變化相當緩慢，可視為常數。

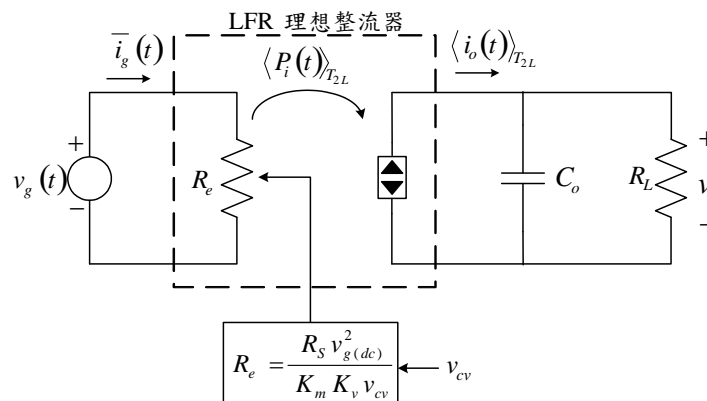


圖 6 高功因升壓型轉換器 LFR 等效電路

由(18)式和(19)式可求得

$$\langle i_o(t) \rangle_{T_{2L}} = \frac{\pi^2 K_m K_v v_{cv}}{8R_s v_o} \quad (22)$$

另一方面，因為 $v_{g(dc)} = \frac{2}{\pi} v_m$ ，所以

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_{2L}} = \left\langle \frac{v_g(t)}{R_e} \right\rangle_{T_{2L}} = \frac{K_m K_v v_{cv}}{R_s v_{g(dc)}} = \frac{\pi K_m K_v v_{cv}}{2 R_s v_m} \quad (23)$$

分別對平均輸入電流 $\langle i_g(t) \rangle_{T_{2L}}$ 、平均輸出電流 $\langle i_o(t) \rangle_{T_{2L}}$ 、控制信號 v_{cv} 、輸出電壓 v_o 及市電峰值電壓 v_m 在直流工作點 $Q_v(I_g, I_o, V_{cv}, V_o, V_m)$ 引入小信號擾動，即

$$\begin{aligned} \langle i_g \rangle_{T_{2L}} &= I_g + \tilde{i}_{g\langle T_{2L} \rangle}, \quad I_g \gg |\tilde{i}_{g\langle T_{2L} \rangle}|; \quad \langle i_o \rangle_{T_{2L}} = I_o + \tilde{i}_{o\langle T_{2L} \rangle}, \quad I_o \gg |\tilde{i}_{o\langle T_{2L} \rangle}|; \\ v_{cv} &= V_{cv} + \tilde{v}_{cv}, \quad V_{cv} \gg |\tilde{v}_{cv}|; \quad v_o = V_o + \tilde{v}_o, \quad V_o \gg |\tilde{v}_o|; \quad v_m = V_m + \tilde{v}_m, \quad V_m \gg |\tilde{v}_m| \end{aligned} \quad (24)$$

- **直流分析：**根據(22)式和(23)式可得直流工作點

$$I_o = \frac{\pi^2 K_m K_v V_{cv}}{8R_s V_o} = \frac{V_o}{R_L}; \quad I_g = \frac{\pi K_m K_v V_{cv}}{2 R_s V_m} \quad (25)$$

- **交流分析：**將(24)式代入(22)式與(23)式，並忽略直流項與交流高次項，整理可得

$$\tilde{i}_{g\langle T_{2L} \rangle}(t) = \frac{\pi K_m K_v}{2 R_s V_m} \tilde{v}_{cv}(t) - \frac{\pi K_m K_v V_{cv}}{2 R_s V_m^2} \tilde{v}_m(t) =: g_i \tilde{v}_{cv}(t) - \frac{1}{r_i} \tilde{v}_m(t) \quad (26)$$

$$\tilde{i}_{o\langle T_{2L} \rangle}(t) = \frac{\pi^2 K_m K_v}{8 R_s V_o} \tilde{v}_{cv}(t) - \frac{\pi^2 K_m K_v V_{cv}}{8 R_s V_o^2} \tilde{v}_o(t) =: g_c \tilde{v}_{cv}(t) - \frac{1}{r_o} \tilde{v}_o(t) \quad (27)$$

其中

$$g_i = \frac{\pi K_m K_v}{2 R_s V_m}; \quad g_c = \frac{\pi^2 K_m K_v}{8 R_s V_o}; \quad r_i = \frac{2 R_s V_m^2}{\pi K_m K_v V_{cv}}; \quad r_o = \frac{8 R_s V_o^2}{\pi^2 K_m K_v V_{cv}} \quad (28)$$

依據(26)式與(27)式可得小信號等效電路，如圖 7。比較(25)式與(28)式，可知輸出阻抗與負載電阻關係為

$$r_o = R_L \quad (29)$$

由圖 7 可求得控制信號 \tilde{v}_{cv} 至輸出電壓 \tilde{v}_o 之轉移函數為

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{cv}(s)} = g_c \left(\frac{R_L // \frac{1}{sC_o}}{2} \right) = \frac{\pi^2 K_m K_v}{8 R_s V_o C_o} =: G_v(s) \quad (30)$$

因此外迴路電壓控制的系統方塊圖，如圖 8，其中轉移函數 $G_v(s)$ 內含乘法器、內迴路電流控制與高功因升壓型轉換器，可作為設計穩壓控制器 $C_v(s)$ 之基礎。

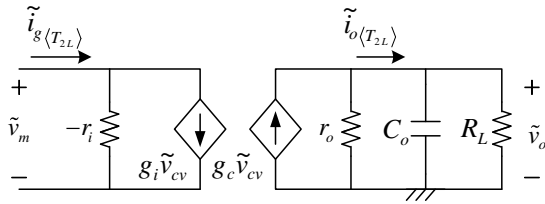


圖 7 小信號等效電路

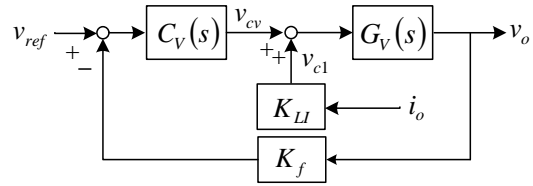


圖 8 外迴路電壓控制系統方塊圖

從控制系統的觀點而言，為了達到功因校正之目的，輸入電流 i_g 必須追隨輸入線電壓 v_g 波形，即內迴路電流控制系統之頻寬須遠大於 v_g 的頻率(120 Hz)；另一方面，為了達到輸出直流穩壓之目的，外迴路電壓控制系統之頻寬須遠小於 v_g 的頻率(一般設定在 10~20Hz)，即輸出電壓 v_o 必須不受 v_g 振幅變動及負載變動的影響，以達穩壓之目的。

參、控制器設計與負載電流注入法

研製一組高功因升壓型 AC-DC 轉換器，規格為輸入電壓 90 ~ 130 V_{rms}、輸出電壓 312 V、最大輸出功率 450W。元件參數為電感 $L=1\text{mH}$ ，輸出電容 $C_o=848\ \mu\text{F}$ ，負載 $R_L=216\ \Omega$ ，功率開關切換頻率 $f_s=100\ \text{kHz}$ 。

高功因升壓型轉換器之內迴路電流控制方塊圖如圖 5，PWM 等效增益為 1/10；電流感測使用霍爾 IC ACS712 取代一般的感測電阻，減少功率損失，其 I-V 的轉換比為 0.5 V/A，因此 $R_s=0.5$ 。將電氣規格與元件參數值代入(14)式可得

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{312 \times 10^3 s + 3.4 \times 10^6}{s^2 + 5.459s + 4.717 \times 10^4} \quad (31)$$

設計電流控制器 $C_i(s)$ 為 PI 控制器

$$C_i(s) = 0.4 + \frac{900}{s} \quad (32)$$

可得內迴路電流控制系統頻率響應之波德圖如圖 9，系統的頻寬(bandwidth)約為 8330 rad/sec = 1.33 kHz，滿足內迴路系統頻寬遠大於 120Hz 之要求。

高功因轉換器之外迴路電壓控制系統方塊圖如圖 7，為了使輸出電壓 v_o 不會受到輸入電壓振幅 v_m 變動以及負載 R_L 變動的影響，必須設計穩壓控制器 $C_V(s)$ ，以達到穩壓的性能。實作中降壓比 $K_v=1/39$ 、 $K_f=1/104$ ，調整比 $K_m=1000$ ，代入(30)式可得

$$G_V(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{v}_{cv}(s)} = \frac{238.4}{s + 10.9} \quad (33)$$

設計穩壓控制器 $C_V(s)$ 為積分器與相位超前控制器的組合

$$C_V(s) = 3100 \frac{s + 10.9}{s(s + 109)} \quad (34)$$

可得外迴路電壓控制系統頻率響應之波德圖如圖 10，系統的頻寬約為 74.9 rad/sec = 11.9 Hz，滿足步階響應的穩態誤差為零及外迴路系統頻寬在 10 ~ 20Hz 的要求。

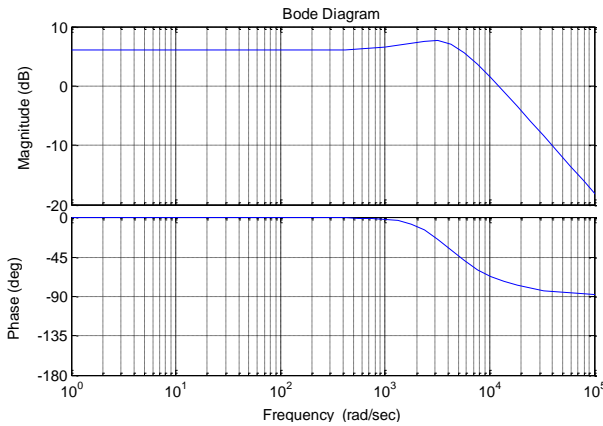


圖9 內迴路電流控制系統之波德圖

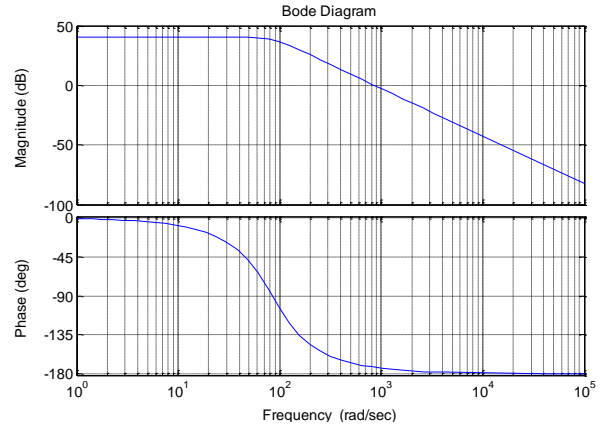


圖10 外迴路電壓控制系統之波德圖

為了實現數位控制器，以利數位信號處理器的程式撰寫，將控制器轉移函數轉換成離散時間狀態空間表示式，在取樣頻率為 6 kHz 下，得到電流控制器為

$$x_i(k+1) = [1]x_i(k) + [0.3413]e_i(k) \quad (35)$$

$$v_{ci}(k) = [0.4395]x_i(k) + [0.4]e_i(k) \quad (36)$$

相似地，在取樣頻率為 2kHz 下，可得到電壓控制器離散時間狀態空間表示式為

$$x_v(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & -0.005 \\ 0 & 0.9470 \end{bmatrix} x_v(k) + \begin{bmatrix} 0.001 \\ -3.9864 \end{bmatrix} e_v(k) \quad (37)$$

$$v_{cv}(k) = [4.1248 \quad -0.3784] x_v(k) \quad (38)$$

在外迴路電壓控制器設計上，為了減少控制信號與乘法器輸出信號受到 120 Hz 的輸出電壓漣波影響，降低了功因性能，所以外迴路系統的頻寬通常設計在 10~20 Hz 之間，因此在負載變動時，輸出電壓恢復穩壓的調整響應不佳，本文利用負載電流注入法[10]將負載電流的狀態納入回授控制，以改善輸出電壓的暫態響應。實現方式是將輸出電流 i_o 經由電流感測電路與數位信號處理後，再與電壓控制器輸出信號 v_{cv} 相加，如圖1所示。負載電流注入法的基本觀念是建立一個的負載電流控制迴路，當負載發生變動時，即時產生穩態輸入電流的參考信號，改善外迴路電壓控制器緩慢的動態響應。

肆、數位控制系統實現與實驗結果

本文利用 Microchip 公司生產的 16 位元數位信號處理器 dsPIC30F4011 為基礎，實現數位控制之高功因升壓型轉換器，其架構如圖 1。dsPIC30F4011 是 40 支腳位的數位信號處理器，具備 7.3728 MHz 的系統震盪脈波(system clock)；10 位元解析度之 ADC 通道 12 組，16 位元解析度 PWM 通道 6 組；資料記憶體 16K 位元組；程式記憶體 48K 位元組。因為 dsPIC30F4011 輸入與輸出電壓準位皆為 5 V，在擷取功率級信號時，必須經過介面電路才能使用。因此系統實現中具有降壓電路、巴特渥士型(Butterworth)低通濾波器(LPF)，電流感測電路及隔離與驅動電路等介面電路。

在實驗室中研製一組規格為輸入電壓 90 ~ 130 V_{rms}、輸出電壓 312 V、最大輸出功

率 450 W 的高功因升壓型 AC-DC 轉換器。實驗的量測結果如下：

圖 11 為輸入電壓 $110 V_{\text{rms}}$ 、輸出功率 450 W 時，輸入電壓 v_{in} 與電流 i_{in} 之實作波形，利用電力計 GW APS-9051 量測功因值為 0.968，驗證高功因特性。使用 Tektronix TDS3014B 量測輸入電流的頻譜，並與諧波電流規範 IEC61000-3-2 Class D 作比較如圖 12，由圖可知轉換器的電流諧波符合規範。

接著，測試系統輸出電壓的穩壓性能，針對輸入電壓變動 $v_{\text{in}} = 110 V_{\text{rms}} \rightarrow 130 V_{\text{rms}}$ 和 $v_{\text{in}} = 110 V_{\text{rms}} \rightarrow 90 V_{\text{rms}}$ ，輸出電壓響應如圖 13；當只有使用平均電流控制法，負載變動 $P_o = 250 W \leftrightarrow 450 W$ ，輸出電壓響應如圖 14。當額外加入負載電流注入法且負載變動相同之輸出電壓響應如圖 15。比較圖 14 和圖 15：圖 15 的輸出電壓變動量較小且安定時間約由 200ms 縮短為 100ms，顯示負載電流注入法具有高性能穩壓效果。當 $v_{\text{in}} = 110 V_{\text{rms}}$ 時，針對不同輸出功率，量測高功因升壓型轉換器的功率因數曲線如圖 16，在 $P_o = 450 W$ 時，功率因數最高可達到 0.966。另外，針對不同輸出功率，量測高功因升壓型轉換器的效率曲線如圖 17，在 $P_o = 450 W$ 時，效率最高可達到 92.2 %。

伍、結論

本文以升壓型轉換器為 AC-DC 功因校正整流器的基本架構，以數位信號處理器 dsPIC30F4011 為控制核心，應用主動式功因校正技術的平均電流控制法，使平均輸入電流追隨輸入電壓的波形，達到高功因性能。利用狀態空間法與平均功率法推導小信號數學模式，作為設計內迴路電流控制器與外迴路電壓控制器之基礎。使用負載電流注入控制法，改善輸出電壓動態響應較慢的缺點。最後研製一組最大輸出功率 450 W 的高功因升壓型轉換器。從實測結果，驗證符合 IEC 61000-3-2 電流諧波規範之高功因特性，並且在輸入電壓振幅變動及負載變動時，輸出具有良好的穩壓性能。

致謝

本研究承蒙國科會整合型計畫經費補助，編號 NSC 99-2218-E-168-005，特此感謝。

參考文獻

- [1] Lin, J. L., Yang, S. P. and Lin, P. W. (2005). Small-Signal and Controller Design for an Isolated Zeta Converter with High Power Factor Correction, *Electric Power Systems Research*, pp. 67-76.
- [2] Dixon, L. (1990). Average Current Mode Control of Switching Power Supplies, *Unitrode Power Supply Design Seminar*.
- [3] Gegner, J. P. and Lee, C. Q. (1996). Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique for Continuous Conduction Mode, *IEEE PESC*, pp. 196-202.
- [4] Zhou, C., Ridley, R. B. and Lee, F. C. (1990). Design and Analysis of A Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit, *IEEE PESC*, pp. 800-807.
- [5] Lai, J. and Chen, D. (1993). Design Considerations for Power Factor Correction Boost

Converter Operating at The Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode, IEEE APEC, pp. 267-273.

- [6] Jovanovic, Z. M. (1992). Design Trade-Offs in Continuous Current-Mode Controlled Boost Power Factor Correction Circuits, HFPC, pp. 209-220.
- [7] Wall, S. and Jackson, R. (1993). Fast Controller Design for Practical Power Factor Correction Systems, IEEE IECON, pp. 1027-1032.
- [8] Prodic, A. J. Chen, R. W. Erikson, and Maksimovic, D. (2002). Digitally Controlled Low-Farmonic Rectifier Having Fast Dynamics Responses, IEEE APEC, pp. 476-482.
- [9] Buso, S. Mattavelli, P. Rossetto, L. and Spiazzi, G. (1998). Simple Digital Control Improving Dynamic Performance of Power Factor Preregulators, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 13, No. 5, pp. 814-823.
- [10] Figures, E. Benavent, J. M. Garcer'a, G. and Pascual, M. (2007). A Control Circuit with Load-Current Injection for Single-Phase Power-Factor-Correction Rectifiers," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 54, pp.1272-1281.
- [11] Choudhury, S. (2005). Average Current Mode Controlled Power Factor Correction Converter using TMS320LF2407A, TI Report.
- [12] Fu, M. and Chen, Q. (2001). A DSP Based Controller for Power Factor Correction in A Rectifier Circuit, IEEE APEC, pp. 144-149.
- [13] Zhou, J. Z. Lu, Y. Ren, Z. Qian and Wang, Y. (2001). Novel Sampling Algorithm for DSP Controlled 2 kW PFC Converter, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 16, pp. 217-222.
- [14] Redl, R. (1989). Averaged Small-Signal Analysis of The Boost Power Factor Correction Circuit, VPEC Seminar Proc., pp. 108-120.
- [15] Erickson, R. W. and Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Second Edition.
- [16] Lin, J. L. Chen, C. Y. and Wang, Y. K. (2006). AC/DC Converter Analysis Based on LFR Model, Proc. of Taiwan Power Electronics Conf., pp. 1015-1020.

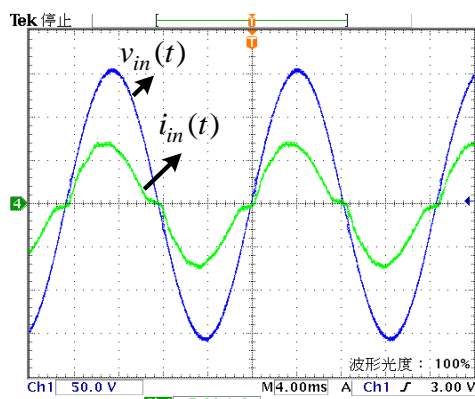


圖 11 $v_{in}(t)$ 和 $i_{in}(t)$ 之實作波形 ($P_o = 450\text{ W}$)

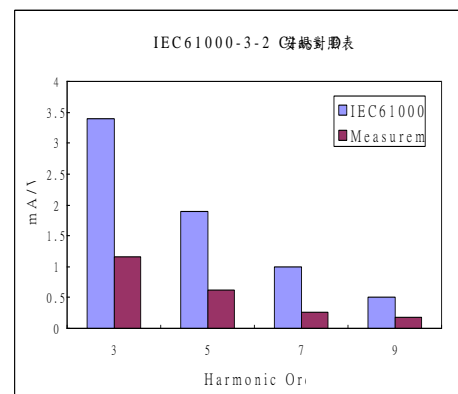


圖 12 諧波電流與安規對照表

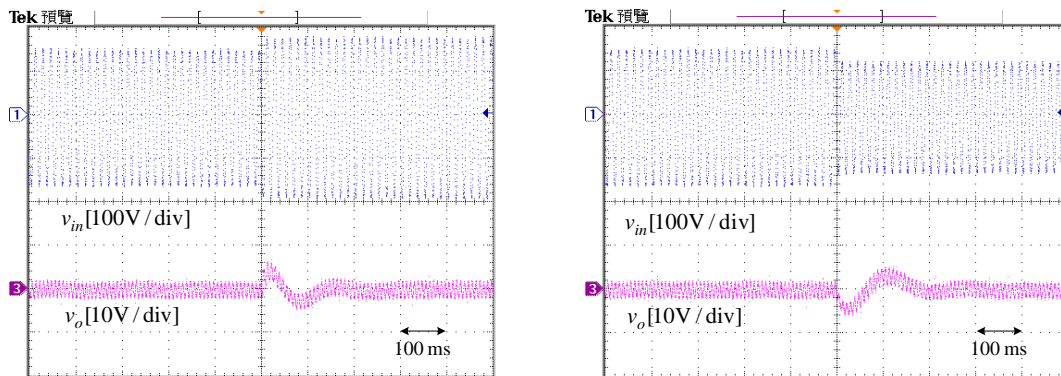


圖 13 $v_{in} = 110 V_{rms} \rightarrow 130 V_{rms}$ 及 $110 V_{rms} \rightarrow 90 V_{rms}$ 之輸出電壓響應

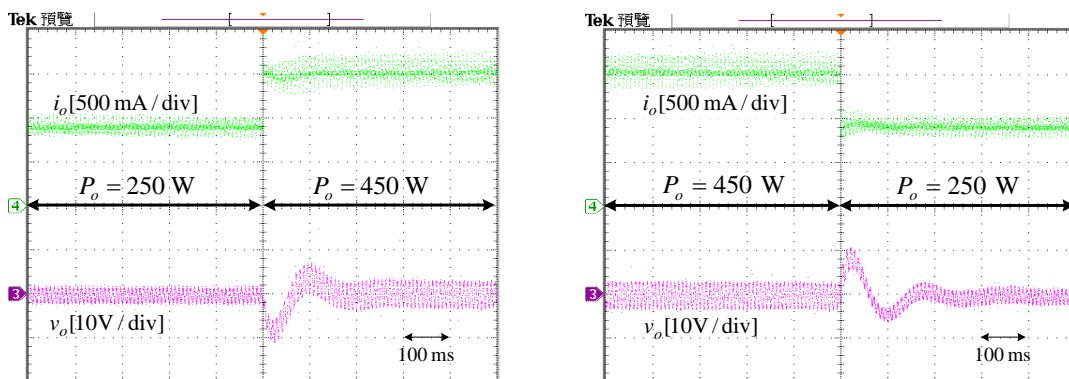


圖 14 負載步階變動之輸出電壓響應

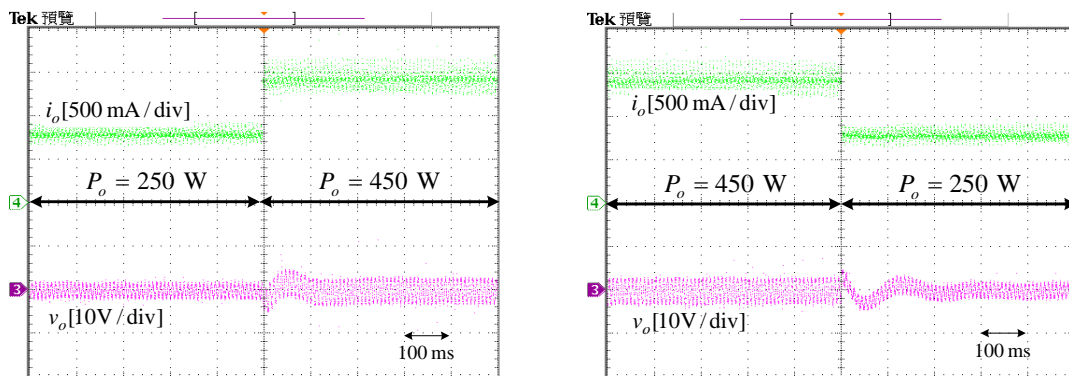


圖 15 額外加入負載電流注入法之負載步階變動之輸出電壓響應

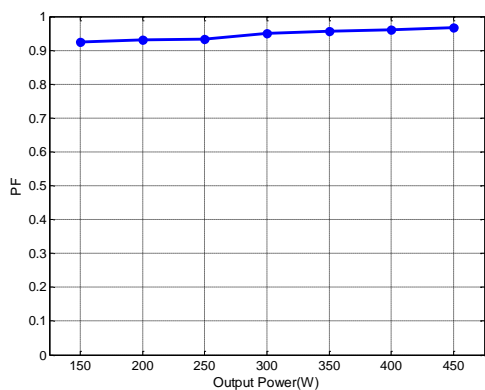


圖 16 功率因數曲線

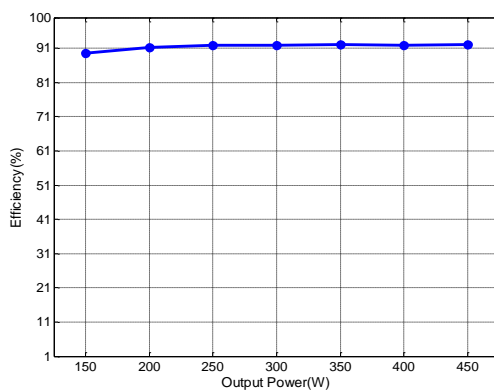


圖 17 效率曲線

Analysis and Design of Digitally Controlled Boost PFC Converters

*Shin-Ju Chen **Sung-Pei Yang ***Yung-Sheng Cheng

*Department of Electrical Engineering, Kun Shan University, associated professor

**Department of Electrical Engineering, Kun Shan University, assistant professor

***Department of Electrical Engineering, Kun Shan University, postgraduate

Abstract

Based on the digital signal processor dsPIC30F4011, an active power-factor-correction (PFC) boost converter with average current-mode control (ACC) technique is investigated in the paper. It would comply with the international harmonic current standards IEC 61000-3-2 Class D. The ACC-controlled boost PFC converter consists of two feedback loops. The inner current loop regulates the input current, so that its average value follows the rectified input voltage to achieve high power factor. The outer voltage loop maintains the rectifier output voltage at a reference level. The main limitation of ACC-controlled PFC rectifiers is that the bandwidth of the voltage control loop is lower in order not to reduce the performance of power factor. Therefore, the dynamic response of the output voltage to load variation is slow. A load-current-injection control technique is thus applied to remedy the drawback. The operating principle, system modeling and controller design are presented in detail. A 450 W prototype of the digital control boost PFC converter is implemented to validate the theoretical analysis. The experimental results are provided to verify the high power factor and the well output voltage regulation against the input voltage variation and load change.

Keywords: boost power-factor-correction converter, average current-mode control, digital signal processor, load-current-injection method.